

ELECTROSTATIC CAPACITANCE TYPE DISPLACEMENT METER

Publication number: JP9280806

Publication date: 1997-10-31

Inventor: SAKAI MASANOBU

Applicant: NISSAN MOTOR

Classification:

- international: **G01B7/00; G01R27/26; G01B7/00; G01R27/26; (IPC1-7): G01B7/00**

- European:

Application number: JP19960086350 19960409

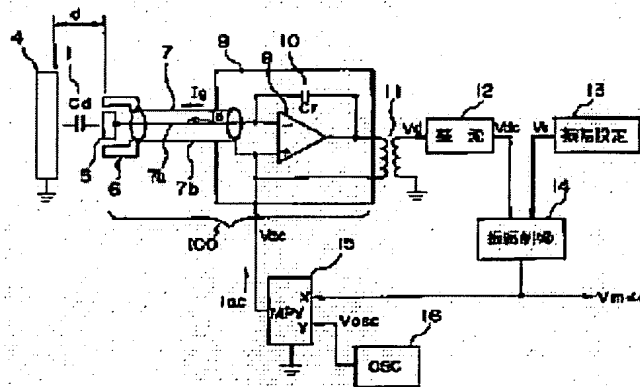
Priority number(s): JP19960086350 19960409

Report a data error here

Abstract of JP9280806

PROBLEM TO BE SOLVED: To improve the measurement accuracy and measurement range of an electrostatic capacitance type displacement meter which measures the change in the spacing between counter electrodes by utilizing the electrostatic capacitance formed between these electrodes.

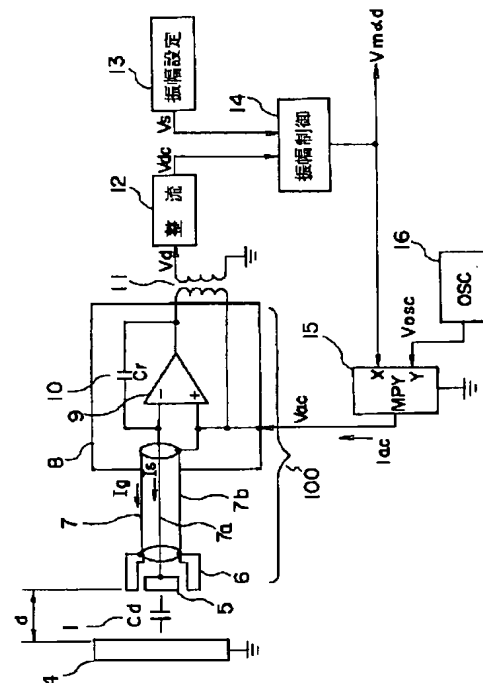
SOLUTION: The sensor electrode 5 with a guard ring set to face a measuring object is connected to the inversion input of an operational amplifier 9 via the central conductor 7a of a shielded wire 7 and a reference capacitor is connected between the output of this operational amplifier 9 and this input. The external conductor 7b of the shielded wire is connected to the non-inversion input of the operational amplifier 9 and the operational amplifier 9 and the reference capacitor are connected to a shielding case 8 for shielding static electricity, by which a detecting circuit 100 is constituted. This detecting circuit 100 is made into a floating structure with respect to the circuit ground together with the shielding case 8. The detecting circuit 100 is driven together with the shielding case 8 by an AC signal and further the amplitude of the AC signal is so controlled that the specified output of the detecting circuit 100 is obtd., by which the measuring capacitor is subjected to constant current driving and, therefore, the detection sensitivity is high. Since the amplitude value of the AC signal and the measured displacement are in a proportional relation, the excellent linearity is obtd. and the accuracy and measurement range are improved.



Data supplied from the **esp@cenet** database - Worldwide

(11)特許出願公開番号

(43)公開日 平成9年(1997)10月31日



【特許請求の範囲】

【請求項1】 対向電極間に形成される静電容量を利用して、その電極間の間隔変化を測定する静電容量式変位計において、計測対象に対向して設定したガードリング付きセンサ電極を、シールド線の中心導体を介し演算増幅器の反転入力に接続し、演算増幅器の出力と前記入力間に基準容量を接続し、前記演算増幅器と基準容量を静電遮蔽するシールドケースで被い、前記演算増幅器の非反転入力をシールドケースに接続し、他端をガードリング電極に接続したシールド線の外部導体をシールドケースに接続して検出回路を構成し、該検出回路をシールドケースごと回路アースに対しフローティング構造にして、交流信号で駆動し、前記演算増幅器の出力と前記交流信号の差電圧が一定となるように前記交流信号の振幅を制御して、測定容量を定電流駆動することを特徴とする静電容量式変位計。

【請求項2】 請求項1の静電容量式変位計において、シールドケース内に複数の基準容量と、複数の基準容量を切り換える切り換え手段を内蔵させ、計測範囲または使用するセンサ電極の電極面積に応じて切り換えることを特徴とする静電容量式変位計。

【請求項3】 請求項1の静電容量式変位計において、基準容量に電圧制御型容量可変手段を設け、外部からの信号または交流駆動信号の振幅値により、基準容量の値を離散的または連続的に変化させる事で計測範囲を拡大したことを特徴とする静電容量式変位計。

【請求項4】 請求項1の静電容量式変位計において、シールド線に2重シールド線を用い、中心導体はセンサ電極と演算増幅器の反転入力に接続し、内部導体はガードリング電極とシールドケースに接続し、外部導体はガードリング電極の外周に設けたシールド導体と回路アースに接続し、また計測対象からの帰還電流が2重シールド線の外部導体に流れるように前記シールド導体と計測対象を電氣的に接続させて検出回路を構成し、更に交流駆動信号の電流を測定してシールド線の長さを求める事により、シールド線の長さ起因する計測誤差を補償したことを特徴とする静電容量式変位計。

【請求項5】 請求項1の静電容量式変位計において、検出回路からの検出信号を離散的または連続的に増幅する信号増幅手段を備え、計測対象とセンサ電極の間隔が最大間隔にあるときに交流駆動信号の振幅値が最大になるように調整することにより、任意の計測範囲においても最適精度が得られるようにしたことを特徴とする静電容量式変位計。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、対向電極間に形成される静電容量を利用して、その静電容量値を測定することで、計測対象までの距離や振動変位または表面凹凸

を計測する静電容量式変位計に関する。

【0002】

【従来の技術】周知のように対向電極間に形成される静電容量を測定して、その電極間の間隔を計測するには、交流ブリッジの一边に測定容量を挿入する方式や、抵抗と測定容量による充放電を利用したRC発振方式や、コイルと測定容量の共振作用を利用したLC発振方式、および電流、電圧のベクトル値を測定し変位に換算する方式などがある。

10 【0003】

【発明が解決しようとする課題】しかし、従来方式による静電容量の測定では、測定容量がある程度大きい場合や、計測応答速度が遅くても良い場合に適用されるもので、計測対象の形状や目的から、センサ電極の面積を100mm²以下にする必要がある場合や、測定範囲を数mm以上とりたい場合など、測定容量が1pF以下となる用途では、検出回路の浮遊容量の影響を排除することや、使用する素子や周波数の選定が難しくなり、このため計測対象との間隔に比例した出力を得ることが難しくなるばかりでなく、検出回路として成立させることさえ困難である。

20

【0004】本発明は、このような従来の問題を解決するものであり、検出回路の浮遊容量をほとんど排除し、測定容量を定電流駆動させることにより、たとえ測定対象が1pF以下の微小容量であっても直線性に優れ、10mm以上の広い範囲の計測が可能な静電容量式変位計を提供することを目的とする。

【0005】

30

【課題を解決するための手段】上記目的を達成するために、本発明の静電容量式変位計は、計測対象に対向して設定したガードリング付きセンサ電極を、シールド線の中心導体を介し演算増幅器の反転入力に接続し、演算増幅器の出力と前記入力間に基準容量を接続し、前記演算増幅器と基準容量を静電遮蔽するシールドケースで被い、前記演算増幅器の非反転入力をシールドケースに接続し、他端をガードリング電極に接続したシールド線の外部導体を、シールドケースに接続して検出回路を構成し、該検出回路をシールドケースごと回路アースに対しフローティング構造にして、交流信号で駆動し、前記演算増幅器の出力と前記交流信号の差電圧が一定となるように前記交流信号の振幅を制御して、測定容量を定電流駆動し、このときの前記交流信号の振幅値から変位出力を得る構成としている。

40

【0006】また、計測範囲または使用するセンサ電極の電極面積に応じて、基準容量の値を離散的または連続的に変化させる事で計測範囲の拡大を図っている。

【0007】更に、シールド線に2重シールド線を用い、中心導体はセンサ電極と演算増幅器の反転入力に接続し、内部導体はガードリング電極とシールドケースに接続し、外部導体はガードリング電極の外周に設けたシ

50

ールド導体と回路アースに接続し、また計測対象からの帰還電流が2重シールド線の外部導体に流れるように前記シールド導体と計測対象を電氣的に接続させて検出回路を構成し、更に交流駆動信号の電流を測定してシールド線の長さを求め、校正データを基にシールド線の長さに起因する計測誤差を補償する構成と、検出回路からの検出信号を離散的または連続的に増幅する信号増幅手段を備え、計測対象とセンサ電極の間隔が最大間隔にあるときに交流駆動信号の振幅値が最大になるように調整することで計測精度を向上させている。

$$\text{電極間隔 } d = \varepsilon a \cdot \frac{S}{C}$$

εa = 空気の誘電率 (約 $8.85 \text{ E} - 12$)

S = 電極面積

C = 静電容量

【0012】更に静電容量1と電流I、電圧Vの関係は式2で表される。

【0013】

【数2】

$$\text{静電容量 } C = \frac{I}{j \omega V}$$

ω = 角周波数 ($2 \pi f$)

【0014】式2を式1に代入すると、

【0015】

【数3】

$$\text{電極間隔 } d = \varepsilon a \cdot \frac{j \omega S}{I} \cdot V$$

【0016】式3において、通常空気の誘電率 εa はほぼ一定と見なせ、また電極間に印加する交流信号 $S a c$ の周波数 f と電流 I を一定値に設定すると、電極面積 S は固定であるからこれらを定数とすると、前記式3は式4に簡略化出来る。

【0017】

【数4】

$$\text{電極間隔 } d = k \cdot V$$

$$k = \varepsilon a \cdot \frac{j \omega S}{I}$$

【0018】つまり図1に示すように、電極間に形成される静電容量1を定電流Iで駆動すると、電極間の電位差Vは電極間隔dに比例する。これが原理であり、この計測原理を具体化したのが本発明である。

【0019】(第1の実施の形態) 図2は、本発明の基本となる第1の実施の形態を示す回路ブロック図であ

*【0008】

【発明の実施の形態】以下、添付の図面を参照して本発明の実施の形態を説明する。

【0009】まず、初めに本発明の計測原理について図1に基づき説明する。

【0010】周知の通り、図1に示すような平行平板電極2、3の電極間隔dと、電極間に形成される静電容量1の関係は式1で表される。

【0011】

【数1】

20

る。図2においてこの静電容量式変位計は、センサ電極5はシールド線7の中心導体7aを介し、演算増幅器9の反転入力端子に接続され、演算増幅器9の出力と前記反転入力間に基準容量10を接続してある。一方、ガードリング電極6はシールド線7の外部導体7bを介して、演算増幅器9の非反転入力に接続されるとともに、シールドケース8に接続されている。つまり、測定容量1を測定するための構成要素であるセンサ電極5、中心導体7a、演算増幅器9および基準容量10を、ガードリング電極6、外部導体7b、シールドケース8にて静電遮蔽して検出回路100を構成している。また、この検出回路100は回路アースに対し、フローティング構造にしてある。このように構成する事で、検出回路100の内部への電気ノイズの侵入防止と、シールド線7と演算増幅器9周りの浮遊容量を測定容量1に比べ無視できるほどに減少させている。なお、ここでガードリング電極6は、センサ電極5を理想的な平行平板電極にせしめるために電気力線を整えるように作用するものとして必要であることは周知のとおりであるが、このためにはセンサ電極5と同レベルの電位で駆動する必要がある。該検出回路100では演算増幅器9が有する2つの入力の仮想短絡動作を利用してガードリング電極6が交流駆動信号V a cで駆動されると演算増幅器9によりセンサ電極5の電位が交流駆動信号V a cに追従して同電位となることで実現している。また同時に電極または入力間に物理的に存在する浮遊容量は、この同電位であることから等価的に減少されている。

30

40

【0020】このようにして構成された検出回路100の出力は式5で表される。

【0021】

【数5】

$$\text{検出信号 } V_d = - \frac{C_d}{C_r} \cdot V_{ac}$$

【0022】また、シールド線7の中心導体7aを流れるセンサ電流 I_s は式6で表される。

【0023】

【数6】

$$\text{センサ電流 } I_s = j\omega C_d \cdot V_{ac}$$

【0024】式6を式5に代入すると式7となる。

【0025】

【数7】

$$\text{検出信号 } V_d = - \frac{I_s}{j\omega C_r}$$

【0026】以上のことから、前述した計測原理に基づき測定容量 1 を定電流駆動とするためには、センサ電流 I_s に比例する検出電圧 V_d が一定電圧となるように交流駆動信号 V_{ac} の振幅電圧を制御すれば良い。従って、まずトランス11にて検出電圧 V_d をフローティング状態にある検出回路100から取り出し、整流回路12にて直流 V_{dc} に変換する。また、一定制御する際の指示電圧 V_s を振幅設定回路13にて設定する。そして直流化検出信号 V_{dc} が振幅指示電圧 V_s になるように振幅制御回路14において振幅制御信号 V_m が調整される。このときの振幅制御回路14としては一般的な比例積分回路にて実現できる。次に、振幅制御信号 V_m は、測定容量 1 を駆動するために交流信号に変換する必要があるため、予め交流信号発振回路16にて交流信号 V_{osc} をつくり、交流変換回路15において、交流信号 V_{osc} により振幅制御信号 V_m を振幅変調することで交流駆動信号 V_{ac} を発生させている。このときの交流信号発振回路16としてはさほど正確さを必要としないのでCR発振回路で十分であり、また交流変換回路15は乗算器が使用できる。

【0027】ここで、計測出力としては測定容量 1 の電位差に相当する交流駆動信号 V_{ac} となるが、一般に計測出力は直流信号であることから、本実施の形態では交流駆動信号 V_{ac} に比例している振幅制御信号 V_m を計測信号として出力している。また、計測出力レベルは振幅指示電圧 V_s にて調整することが出来る。なお、図2中のガードリング電流 I_g はガードリング効果を発生させるためだけに使用され、計測には無関係である。

【0028】(第2の実施の形態)図3は、本発明の第2の実施の形態を示す図である。この第2の実施の形態では値の異なる基準容量 $10a$ 、 $10b$ 、 $10c$ の一端を演算増幅器9の反転入力に接続し他端はロータリースイッチ20に接続され、ロータリースイッチ20を切り換えることにより基準容量を選択できるようにしたものである。これにより前記式5に示すように検出電圧 V_d の感度を変更できるので、測定容量 C_d の値が測定範囲

や、使用するセンサ電極面積によって大きく変化するとき、回路を変更する事無く適用できる。なお、この構成は、他の例えば制御回路における増幅によって感度調整する方法に比べノイズレベルを増加させないで済むという長所がある。

【0029】(第3の実施の形態)図4は、本発明の第3の実施の形態を示す図である。この実施の形態では図3同様、値の異なる基準容量をリリーススイッチ21により、いずれか一つまたは複数のスイッチをONすることにより、少ない基準容量で細かい感度調整が行える。この構成はコンピュータやシーケンサなどの計測制御装置22を用いて、リリーススイッチ21のON、OFF制御を行うことで測定範囲の自動切り換えができ、これにより測定範囲の拡大や、製造ラインのように計測対象物によって測定範囲が大きく変化するような用途にも対応できる。

【0030】(第4の実施の形態)図5は、本発明の第4の実施の形態を示す図である。この第4の実施の形態では基準容量として一つの固定コンデンサ31を用い、固定コンデンサ31に乗算器30を並列接続している。このとき乗算器30は出力を演算増幅器9の反転入力に、また一方の入力を演算増幅器9の出力に接続され、他方の入力に容量可変制御電圧 V_{cx} が入力されるように接続されている。このように乗算器30を接続した事による可変基準容量部の等価容量 C_x は式8で表される。

【0031】

【数8】

$$C_x = \left(1 - \frac{V_{cx}}{10}\right) \cdot C_o$$

【0032】従って、容量可変制御電圧 V_{cx} を0~10Vまで変化させると等価容量 C_x を $C_o \sim 0$ まで正確に可変できる。容量可変制御電圧 V_{cx} は、フローティングしている検出回路100に信号を伝達するために絶縁増幅器32を介して、乗算器30に印加している。これにより検出回路100の利得を次の式9が示すように変化増大する事ができる。

【0033】

【数9】

$$\text{検出回路の利得 } A_d = \frac{10}{10 - V_{cx}}$$

【0034】このように検出回路100の利得が可変できるため、外部の情報から、離散的にはもちろんの事、連続的にも測定範囲の拡大や、感度の変更を可能としている。本実施の形態では、計測出力信号 V_m から測定範囲切り換え制御回路33により容量可変制御電圧 V_{cx} を生成し、測定範囲の切り換えを行うように構成している。なお、この時の留意点としては、容量可変制御電圧

V c xの切り換えには適度のヒステリシスを持たせる事である。

【0035】(第5の実施の形態)図6は、第5の実施の形態の動作を説明する等価回路図で、図7はその特性グラフである。また、図8は第5の実施の形態を示す回路ブロック図である。

【0036】一般に同軸シールド線には中心導体7aと外部導体7bの間に100pF/mのケーブル容量がある。これらは図2で説明した通り、導体電位を同電位にすることにより等価的に減少するが、全くの同電位にすることは出来ないため、零には出来ず、特にシールド線を長く伸ばした場合その残留容量がケーブル容量40として無視できなくなり、この結果、外部導体7bと大地アース間に分布する容量41を介し容量結合するため、通常はセンサ電極5と計測対象4の間の測定容量C dとその間隔の関係は図7の①であるが、ケーブル容量40が大きくなると大地アース間分布容量41と並列合成となるためセンサ電極5から見た等価測定容量C d'は図7の②のように測定容量C dが小さくなる領域で余分な容量が上乗せされたようになる。従って、計測出力では本来の電極間隔dとの関係である図7の③の直線性が失われ、④のようになる。しかも、シールド線7の引き回し方により大地アース間分布容量41が変化してしまうためリニアライザ回路による補償は困難である。図8に示す実施の形態では2重シールド線43を用い、外部導体43cを回路アースに接続することで大地アース間分布容量41を無くし、引き回し方によるケーブル容量の変化も低減させている。更に、交流駆動信号V a cの経路に電流検出回路45を設け、交流駆動信号V a cの駆動電流I a cを検出し、これと振幅制御電圧V m'の差が2重シールド線43の内部導体43bと外部導体43cの間に分布するケーブル容量に相当するため駆動電流I a cと振幅制御電圧V m'の差と、振幅制御電圧V m'との補正特性(図7の⑤)の関係を実験的に求めそのデータをシールド線校正データマップ回路46に例えばROMのような記憶素子を用いて記録しておき、逐次入力される駆動電流I a cと振幅制御電圧V m'から補正データを読みだし、シールド線長補償回路47にて振幅制御電圧V m'の非直線性を補正している。

【0037】また、本実施の形態では計測対象からのセンサ電流I sおよびガードリング電流I gの電流を電線42によりシールド電極44に接続し、外部導体43cを介し回路アースに帰還させることにより、より高い遮蔽効果と、複数のセンサとシールド線を束ねて使用した場合の相互干渉を防止できる。

【0038】(第6の実施の形態)図9は、第6の実施の形態を示す回路ブロック図である。前述の実施の形態においては基準容量C rにより検出感度を調整していたが、実際の用途では任意の計測範囲を例えば0~10Vの電圧変化として得たい場合がある。この場合に本実施

の形態では交流信号である検出信号V dを可変利得増幅器50により、希望する最大計測範囲において、交流駆動信号V a cの振幅が例えば最大値10Vになるように調整することで制御回路の特性を悪化させる事無く、最適精度が得られる。

【0039】なお、以上の実施の形態はアナログ処理回路で説明してきたが、検出信号回路100以外はアナログ・デジタル変換素子と論理素子やマイクロコンピュータに置き換えて実現できる事は言うまでもない。

【0040】上記した本発明の静電容量式変位計によれば、検出回路の浮遊容量をほとんど排除し、測定容量を定電流駆動させることにより、たとえ測定容量が1pF以下の微小容量であっても、また10mm以上の広い計測範囲においても、高精度かつ高安定に計測することが出来る。

【0041】

【発明の効果】以上の説明から明らかなように、本発明の静電容量式変位計は、検出回路をフローティング構造にして、検出回路ごとに交流信号で駆動することで測定容量を定電流駆動させたことにより、測定容量が1pF以下の微小容量であっても直線性を保ち、また基準容量の切り換え手段により計測範囲の拡大が図れ、2重シールド線と交流駆動信号の電流測定による補償手段と、検出信号の増幅手段により高精度かつ高安定に計測することが出来るという効果を有する。

【0042】また、本発明によれば、計測精度向上の他にセンサ電極面積やシールド線の長さの制約が少なくなった事による用途への適合性向上と、更にはセンサ電極面積を小さくすることにより計測対象面の空間分解能を高く出来るため、間隔計測や、変位・振動計測の他に、表面形状計測にも応用できるなど変位計の適用範囲を拡大できるという効果を合わせ持つ。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の計測原理を説明する図である。

【図2】本発明の第1の実施の形態の回路ブロック図である。

【図3】本発明の第2の実施の形態の回路図である。

【図4】本発明の第3の実施の形態の回路図である。

【図5】本発明の第4の実施の形態の回路ブロック図である。

【図6】本発明の第5の実施の形態の動作を説明する等価回路図である。

【図7】本発明の第5の実施の形態の動作を説明する特性グラフである。

【図8】本発明の第5の実施の形態の回路ブロック図である。

【図9】本発明の第6の実施の形態の回路ブロック図である。

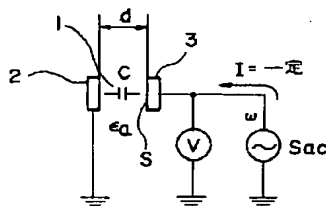
【符号の説明】

1 測定容量

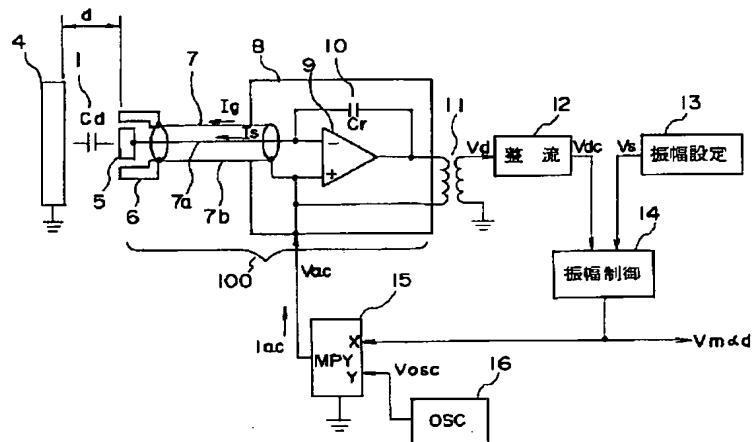
- 2 電極A
 3 電極B
 4 計測対象
 5 センサ電極
 6 ガードリング電極
 7 シールド線
 7 a 中心導体
 7 b 外部導体
 8 シールドケース
 9 演算増幅器
 10 基準容量
 10 a 基準容量1
 10 b 基準容量2
 10 c 基準容量3
 11 トランス
 12 整流回路
 13 振幅設定回路
 14 振幅制御回路
 15 交流変換回路
 16 交流信号発振回路
 20 ロータリースイッチ
 21 リレースイッチ
 22 計測制御装置
 30 乗算器
 31 固定コンデンサ
 32 絶縁増幅器
 33 測定範囲切り換え制御回路
 40 シールド線のケーブル容量
 41 シールド線と大地アース間の分布容量
 42 計測対象とセンサシールド電極を接続する電線
 43 2重シールド線
 43 a 2重シールド線の中心導体

- * 43 b 2重シールド線の内部導体
 43 c 2重シールド線の外部導体
 44 センサシールド電極
 45 電流検出回路
 46 シールド線校正データマップ回路
 47 シールド線長補償回路
 50 可変利得増幅器
 100 検出回路
 d 計測変位
 C 測定容量
 S 電極面積
 ϵ_a 空気の誘電率
 ω 交流信号の角周波数
 S_{ac} 交流信号
 C_d 測定容量
 C_r 基準容量
 C_o 固定コンデンサの容量
 C_x 可変基準容量回路の等価容量
 C_i シールド線のケーブル容量
 20 C_s シールド線と大地アース間の分布容量
 I 電極間に流れる電流
 I_{ac} 交流駆動信号の電流
 I_s センサ電極に流れる電流
 I_g ガードリング電極に流れる電流
 V 電極間の電位差
 V_d 検出電圧
 V_{dx} 直流化検出信号
 V_s 振幅指示電圧
 V_m 振幅制御信号および計測出力信号
 30 V_{osc} 交流発振信号
 V_{ac} 交流駆動信号
 * V_{cx} 容量可変制御電圧

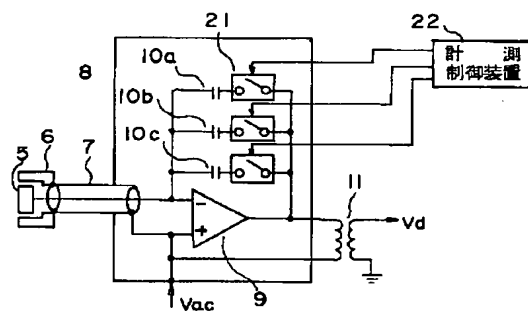
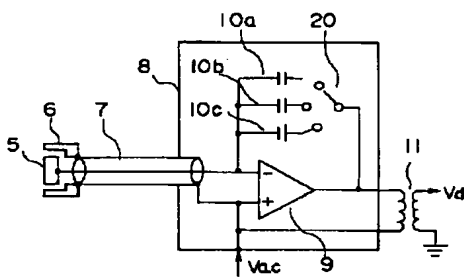
【図1】



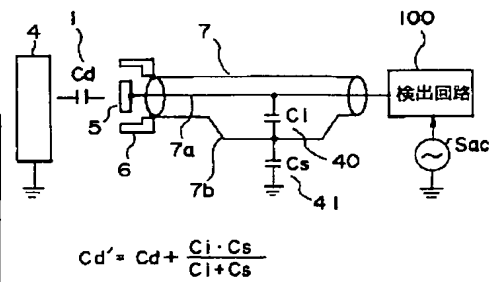
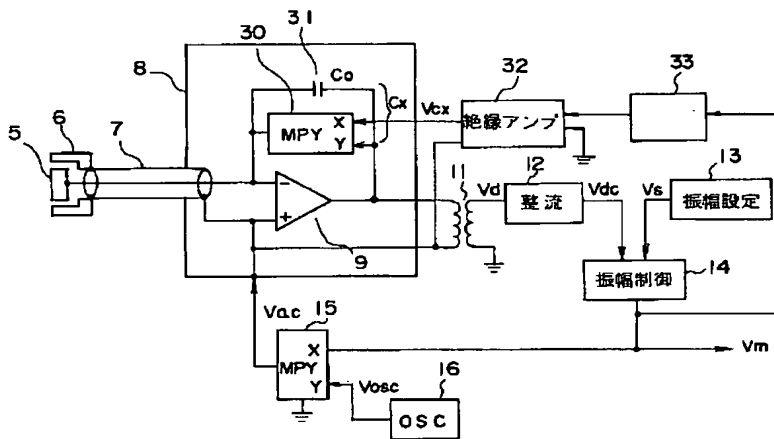
【図2】



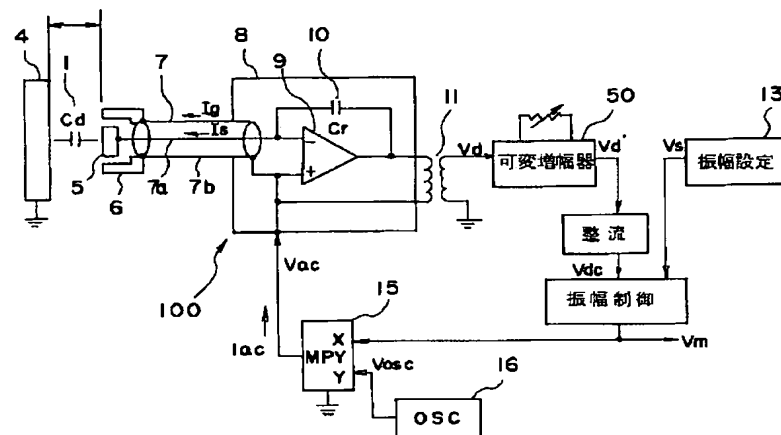
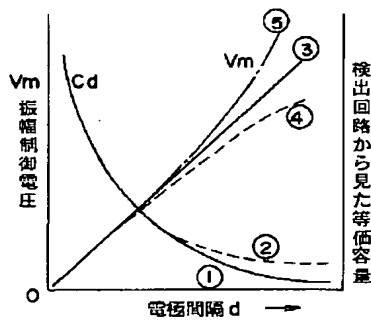
【図4】



【図 6】



【图9】



【図8】

